

УДК 621.314.58

**Сокол Євген Іванович**, чл.-корр НАНУ, д-р. техн. наук, проф., завідувач кафедрою**Гончаров Юрій Петрович**, д-р. техн. наук, проф.**Замаруєв Володимир Васильович**, канд. техн. наук, проф.**Івахно Володимир Вікторович**, канд. техн. наук, проф.**Кривошеєв Сергій Юрійович**, канд. техн. наук, проф.**Стисло Богдан Олександрович**, асп.**Лобко Андрій Валерійович**, асп.**Бобров Михайло Олександрович**, магістрНаціональний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», кафедра «Промислова і біомедична електроніка», вул. Фрунзе, 21, м. Харків, Україна, 61002. Тел. +38-057-70-76-312 [Sokol@kpi.kharkov.ua](mailto:Sokol@kpi.kharkov.ua)**ОДНОФАЗНІ РЕЗОНАНСНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ З ФАЗОВИМ КЕРУВАННЯМ ТА М'ЯКОЮ КОМУТАЦІЄЮ НА ПІДВИЩЕНІЙ ОСНОВНІЙ ЧАСТОТІ ДЛЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИСТЕМ З НАКОПИЧУВАЧАМИ ЕНЕРГІЇ***Розглядаються перетворювачі резонансного типу з коефіцієнтом корисної дії порядку 99 %. Пропонується структура системи регулювання потоку енергії та узгодження рівнів напруги. Аналізуються її статичні і динамічні характеристики.***Ключові слова:** накопичувачі енергії, резонансні перетворювачі, м'яка комутація, фазове керування.**Сокол Евгений Иванович**, чл.-корр НАНУ, д-р. техн. наук, проф., заведующий кафедрой**Гончаров Юрий Петрович**, д-р. техн. наук, проф.**Замаруев Владимир Васильевич**, канд. техн. наук, проф.**Ивахно Владимир Викторович**, канд. техн. наук, проф.**Кривошеев Сергей Юрьевич**, канд. техн. наук, проф.**Стысло Богдан Александрович**, асп.,**Лобко Андрей Валерьевич**, асп.**Бобров Михаил Александрович**, магистрНациональный технический университет «Харьковский политехнический институт», кафедра «Промышленная и биомедицинская электроника», ул. Фрунзе, 21, г. Харьков, Украина, 61002, [Sokol@kpi.kharkov.ua](mailto:Sokol@kpi.kharkov.ua)**ОДНОФАЗНЫЕ РЕЗОНАНСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ФАЗОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ И МЯГКОЙ КОМУТАЦИЕЙ НА ПОВЫШЕННОЙ ОСНОВНОЙ ЧАСТОТЕ ДЛЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ С НАКОПИТЕЛЯМИ ЭНЕРГИИ***Рассматриваются преобразователи резонансного типа с коэффициентом полезного действия порядка 99 %. Предлагается структура системы регулирования потока энергии и согласования уровней напряжения. Анализируются ее статические и динамические характеристики.***Ключевые слова:** накопители энергии, резонансные преобразователи, мягкая коммутация, фазовое управление.**Sokol Yevgen**, Cor. Mem. NASU, Dr. Eng. Sc., Prof., head of Chair**Goncharov Yuri**, Dr. Eng. Sc., Prof.**Zamaruiev Volodymyr**, Cand. Sc. (Eng.), Prof.**Ivakhno Volodymyr**, Cand. Sc. (Eng.), Prof.**Kryvosheev Serhij**, Cand. Sc. (Eng.), Prof.**Styslo Bohdan**, Ph. D. Stud.**Lobko Andrij**, Ph. D. Stud.**Bobrov Mikhailo**, Msc.National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute", Dep. «Industrial and Biomedical Electronics», Frunze str., 21, Kharkov, Ukraine, 61002. Tel. +38-057-70-76-044 [Sokol@kpi.kharkov.ua](mailto:Sokol@kpi.kharkov.ua)**SINGLE-PHASE RESONANCE CONVERTER WITH SOFT-SWITCHING PHASE CONTROL ON INCREASED BASIC FREQUENCY FOR ELECTRIC SYSTEMS WITH ENERGY STORAGE***It is considered resonance type of converter with 99% of efficiency. The structure of the energy flux control system and voltage levels adapting are offered. Static and dynamic characteristics are analysed.***The key words:** energy storages, resonance converters, soft switching, phase control.**1. Анализ состояния проблемы и постановка задачи работы**

С развитием возобновляемой энергетики на первый план выдвигаются проблемы, связанные с подключением и использованием накопителей электрической энергии.

Ключевую роль при решении этих проблем могут сыграть полупроводниковые преобразователи как средства синтеза силовой части электрической системы и организации управления ею.

Преобразователи должны обеспечить двусторонний обмен энергией между накопителем и распределительной электросетью, которая может исполняться как на переменном, так и на постоянном токе. По мнению авторов, в первом случае в обозримом будущем должно происходить постепенное вытеснение трехфазного переменного тока низкой частоты с его заменой на однофазный ток с повышенной частотой порядка нескольких килогерц [1].

Во втором случае однофазный переменный ток повышенной частоты может использоваться в промежуточных звеньях переменного тока преобразователей [1, 2].

С энергетической точки зрения при этом представляется эффективным использование преобразователей с мягкой коммутацией на основной частоте (повышенной) путем использования резонансного фильтра на стороне переменного тока, что позволит снизить коммутационные потери и улучшить использование полупроводниковых ключей [3, 4].

Однако, вопросы автоматического регулирования потока энергии и согласования уровней напряжения на входе и выходе с учетом возможного отклонения напряжения в распределительной электросети в преобразователях рассматриваемого класса изучены пока недостаточно. Указанные вопросы и являются предметом данной работы.

## 2. Базовая схема преобразователя

Она приведена на рис. 1. Схема предназначена для обмена энергией между питающей сетью и накопителем энергии. При передаче энергии из сети в накопитель преобразователь действует как выпрямитель, а при обратном направлении потока энергии как инвертор напряжения.

Силовая схема (рис. 1 а) содержит:

- источник однофазного синусоидального переменного напряжения с частотой  $f$  порядка 1 кГц, выполняющий функции питающей сети;

- трансформатор  $T$  для согласования уровней напряжения в сети и на накопителе; напряжение и ток сети, приведенные к числу витков вторичной обмотки  $w_2$ , в дальнейшем обозначаются со штрихами ( $u_n'$  и  $i_n'$ );

- входной последовательный резонансный LC - фильтр;

- силовой коммутатор  $K$  с двухквандрантными полупроводниковыми ключами  $S1-S4$  знакопеременного тока;

- выходной фильтр  $C_d$  и накопитель энергии  $HЭ$ ; резистор  $R_d$  учитывает его внутреннее сопротивление, а также активное сопротивление линий электропередачи на стороне постоянного и переменного тока.

Ключи коммутатора управляются таким образом, чтобы сформировать на входе коммутатора переменное напряжение прямоугольной формы с частотой сети  $f$  (основной частотой) (рис. 2).

Диаграмма рис. 1б поясняет принцип фазового управления. В первом (базисном)

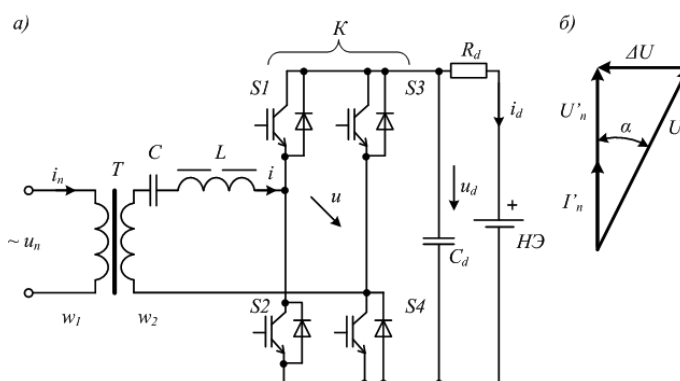


Рис. 1. Базовая схема преобразователя:  
а – силовая схема; б – векторная диаграмма, поясняющая принцип фазового управления

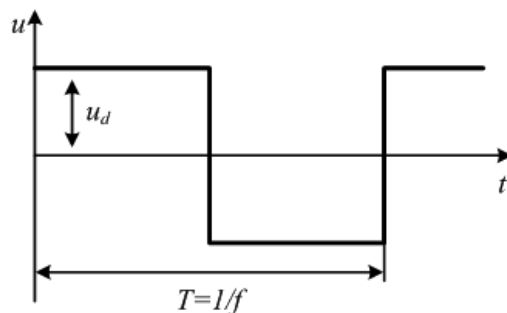


Рис. 2. Напряжение на входе коммутатора

приближении входной фильтр настроен на резонанс на основной частоте

$$\omega L_{\delta} = \frac{1}{\omega C_{\delta}} = X = X^* R_N, \quad (1)$$

где  $\omega = 2\pi f$ ;

$R_N$  – сопротивление номинальной нагрузки на входе коммутатора, определяемое как отношение первых гармоник номинального напряжения и тока

$$R_N = \frac{U_m}{I_m}. \quad (2)$$

Однако фактически использована расстройка резонанса путем такого изменения индуктивности и емкости, что индуктивное сопротивление преобладает над емкостным, и их разность  $\Delta X$  имеет порядок 0,1–0,2 от  $X$ . Амплитудное значение  $U_m$  первой гармоники входного напряжения (рис. 2) связано с выходным напряжением равенством

$$U_m = \frac{4}{\pi} u_d \quad (3)$$

Векторы на рис. 1 б обозначены символами действующих значений первых гармоник напряжений и токов.

Системой управления коммутатора можно повернуть вектор  $U$  относительно  $U_n'$  на заданный угол управления  $\alpha$ . Поскольку результирующее сопротивление  $LC$  – фильтра при указанном выше способе расстройки резонанса является индуктивным, то вектор тока  $I_n'$  отстает от вектора напряжения  $\Delta U$  на угол  $\pi/2$ . Тогда в выпрямительном режиме при малом угле управления  $\alpha$  он примерно совпадает по фазе с вектором напряжения  $U_n'$ , обеспечивая в идеале потребление из сети чисто активной мощности. Ясно также, что при изменении знака угла управления направление потока мощности изменяется на обратное. Таким образом, фазовое управление по рассматриваемому принципу обеспечивает двусторонний регулируемый обмен энергией между сетью и накопителем без генерации реактивной мощности в сети. В граничном режиме, при  $\alpha=0$ , обмена энергией между сетью и накопителем нет.

Получающийся способ управления, использующий наряду с фазовым принципом также расстройку резонанса во входном фильтре, может быть назван резонансно-фазовым.

### 3. Симметричный способ расстройки резонанса во входном фильтре

Он обеспечивает реализацию наиболее эффективных вариантов резонансно-фазового управления преобразователем. При этом фактические значения индуктивности и ёмкости входного фильтра удовлетворяют равенству

$$L = (1 + \delta)L_{\delta}, \quad C = (1 + \delta)C_{\delta}, \quad (4)$$

где  $\delta$  – глубина расстройки;

$L_{\delta}$  и  $C_{\delta}$  – базисные значения индуктивности и ёмкости, удовлетворяющие условию (1).

При отсутствии расстройки имеем  $\delta = 0$ , тогда фактические значения индуктивности и ёмкости совпадают с базисными. При  $\delta > 0$  индуктивное сопротивление  $\omega L$  растет, а ёмкостное  $1/(\omega C)$  снижается и поэтому результирующее сопротивление

$$\Delta X = \omega L - \frac{1}{\omega C} \quad (5)$$

Увеличение  $L$  и уменьшение  $C$  дают при этом одинаковый вклад в величину  $\Delta X$ , что дает право называть такой способ расстройки резонанса симметричным. Для расчётов приближенного характера глубину расстройки  $\delta$  можно принять много меньшей в сравнении с единицей (условие малости расстройки).

Тогда при подстановке  $L$  и  $C$  из (4) получаем

$$\Delta X = X(1 + \delta) - \frac{1}{1 + \delta} = 2\delta X, \quad (6)$$

где в последнем равенстве (приближенном) учтено, что при малом  $\delta$  справедливо приближенное равенство  $\frac{1}{1+\delta} \cong 1 - \delta$ .

#### 4. Характеристики установившегося режима для преобразователя с симметричным способом расстройки резонанса.

При неучете потерь энергии в коммутаторе активные мощности на его входе и выходе равны

$$\frac{1}{2} U_m I_m = u_d i_d, \quad (7)$$

где  $i_d$  – постоянная составляющая (нулевая гармоника) выходного тока, для которой при подстановке  $U_m$  из (3) найдём

$$i_d = \frac{2}{\pi} I_m \quad (8)$$

Для приращения амплитудного тока имеем из диаграммы рис. 1б

$$\Delta I_m = \frac{\Delta U_m}{\Delta X} = \frac{U_m \operatorname{tg} \alpha}{\Delta X} = \frac{U_m \alpha}{\Delta X}, \quad (9)$$

где учтено, что при малом значении угла  $\alpha$  его тангенс может быть принят равным  $\alpha$ . Подставляя в (6) величину  $X$  из (1), а затем  $\Delta X$  из (6) в (9), получим с учётом (2)

$$\Delta I_m = \frac{U_m \alpha}{2\delta X^* R_N} = \frac{\alpha}{2\delta X^*} I_m. \quad (10)$$

Согласно рекомендациям работы [1], целесообразное значение  $X^*$  равно единице. С учётом этого из (10) найдём, что для регулирования амплитуды первой гармоники первичного тока в полном диапазоне  $\pm I_m$  угол управления  $\alpha$  должен изменяться в пределах  $\pm 2\delta$ .

При этом желательно, чтобы переключения ключей происходили при малом значении коммутируемого тока, приближенном к нулю. Мягкая коммутация при невысокой основной частоте порядка 1 кГц, как это уже указывалось во введении, позволяет повысить к.п.д. за счёт снижения коммутационных потерь и улучшить использование полупроводниковых приборов.

Определим значение коммутируемого тока в установившемся режиме. Формирование активного тока первой гармоники, совпадающего по фазе с напряжением  $U_n'$ , либо противофазного ему, даёт нулевые значения составляющей коммутируемого тока, которая обусловлена активной составляющей первой гармоники. Однако остаются составляющие, обусловленные высшими гармониками и реактивной составляющей первой гармоники.

В меандре напряжения на входе коммутатора (рис. 2) относительное содержание  $k$ -й гармоники, как известно, равно  $1/k$ . Все гармоники напряжения переходят через нулевые значения в точках коммутации.

Пренебрегая сопротивлением конденсатора на частотах высших гармоник, а также допуская  $\delta = 0$ , найдём для относительного сопротивления фильтра на частоте  $k$ -й гармоники и относительной амплитуды тока этой гармоники

$$X_k^* = X^* k, \quad I_{km}^* = \frac{1}{k X_k^*} = \frac{1}{X^* k^2}. \quad (11)$$

Поскольку это сопротивление является реактивным, то все высшие гармоники тока переходят в точках коммутации через амплитудные значения, поэтому для определения обусловленного ими относительного коммутируемого тока  $i_{se}^*$  все амплитуды высших гармоник необходимо сложить

$$i_{se}^* = \frac{i_{se}}{I_m} = \frac{1}{X^*} \sum_{k=3}^{\infty} \frac{1}{k^2} = \frac{0.23}{X^*}. \quad (12)$$

Принимая  $X^* = 1$ , получим  $i_{sb}^* = 0,23$ .

Чтобы можно было управлять коммутируемым током, компенсируя, в частности, величину  $i_{sb}^*$ , реактивную составляющую тока первой гармоники целесообразно сделать управляемой. Как показали эксперименты на компьютерной модели преобразователя, для получения, в пределе, нулевого коммутируемого тока достаточно регулировать амплитуду реактивного тока первой гармоники в пределах примерно до 50% от амплитуды активной составляющей.

### 5. Система фазового управления и её динамические характеристики

Логическая часть системы содержит фазовый контроллер и формирователь управляющих импульсов.

Действие фазового контроллера поясняется векторной диаграммой рис. 3. На один из входов контроллера поступает продольный сигнал  $X_{np1}$  первой гармоники с единичной амплитудой, совпадающий по фазе с питающим напряжением, а на второй вход - поперечный сигнал  $X_{no1}$  также единичной амплитуды, но сдвинутый по фазе на угол  $\pi/2$ . Наконец, на третий вход фазового контроллера поступает управляющий сигнал  $x_y$  нулевой частоты, но меняющийся по величине. С помощью управляющего сигнала формируется поперечный синусоидальный сигнал  $X_\alpha$  с меняющейся амплитудой согласно равенству

$$X_\alpha = x_y X_{no1}. \quad (13)$$

При сложении сигналов  $X_\alpha$  и  $X_{np1}$  получается выходной сигнал  $y$ , сдвинутый относительно сигналов  $X_{np1}$  и  $U_n'$  на требуемый угол управления  $\alpha$ . Он преобразуется в пару логических сигналов с помощью формирователя управляющих импульсов согласно равенству

$$y_1 = |\text{sign} y|, y_2 = |\text{sign}(-y)| \quad (14)$$

Меандр входного напряжения коммутатора смещается при этом по фазе относительно базисного (рис. 2) на угол управления  $\alpha$ , задаваемый регулятором выходного тока.

Поскольку синусоидальные сигналы  $X_{np1}$  и  $X_{no1}$  имеют единичные амплитуды, то коэффициент передачи фазового контроллера

$$k_\phi = \frac{\alpha}{x_y} = \frac{\text{tg} \alpha}{x_y} = \frac{X_\alpha}{x_y X_{np1}} = \frac{x_y X_{no1}}{x_y X_{np1}} = 1, \quad (15)$$

где вновь использовано приближенное равенство  $\alpha \cong \text{tg} \alpha$ .

Динамические характеристики системы резонансно-фазового управления зависят от глубины расстройки  $\delta$  входного LC-фильтра согласно (6). Расстройка приводит к отклонению собственной частоты  $\omega_c = 1/\sqrt{LC}$  от частоты внешнего возбуждения  $\omega$ . При этом амплитуда первой гармоники входного тока начнет меняться с разностной частотой  $\omega_p = \omega_c - \omega$ .

Механическим аналогом рассматриваемой системы являются качели, амплитудой колебаний которых можно управлять путем изменения частоты внешних толчков относительно собственной частоты качелей. Подобно тому, как это происходит в аналоге, изменению амплитуды колебаний можно придать не только односторонний характер (раскачивать или притормаживать), но и изменять амплитуду по заданному закону, в том числе синусоидальному.

Для разностной частоты имеем

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} - \omega = \frac{1}{\sqrt{(1+\delta)^2 L_\delta C_\delta}} - \omega \cong -\omega\delta \quad \text{или} \quad |\omega_p| = \omega\delta, \quad (16)$$

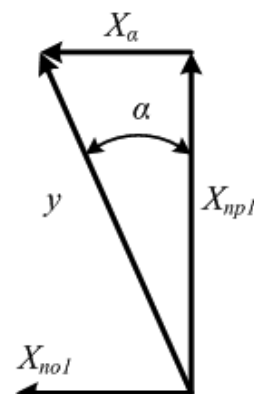


Рис. 3. Векторная диаграмма фазового контроллера

где во второе равенство (16) подставлено произведение  $LC$  из (4), а в третьем учтено, что при малых  $\delta$  справедливо  $1/(1+\delta) \cong 1-\delta$ . В заключение сделан переход к модулю разностной частоты.

При изменении амплитуды входного тока с разностной частотой  $\omega_p$ , согласно (8), меняется выходной ток  $i_d$ , который контролируется регулятором, и в нем также появится составляющая разностной частоты, поступающая на вход регулятора. Таким образом, по отношению ко входу регулятора управляемый объект является колебательным звеном с разностной частотой.

## 6. Интегральный регулятор тока

Структура системы регулирования с  $I$ -регулятором выходного тока показана на рис. 4.

В выходную цепь датчика тока может быть введен дискретный фиксатор, работающий с основной частотой  $f = 2\pi/\omega$ , который соответствует дискретному выделителю нулевой гармоники выходного тока  $i_d$ .

На рис. 5 показана линеаризованная эквивалентная схема замкнутой системы регулирования при замене  $LC$ -фильтра пропорциональным звеном согласно равенству (10). Эта замена игнорирует колебания с разностной частотой.

Передаточный коэффициент  $2/\pi$  соответствует уравнению (8), а передаточный коэффициент  $\frac{I_m}{2\delta X^*}$  – уравнению (10).

Из рис. 5 получаем передаточную функцию замкнутой системы как отношение сигналов  $i_d$  и  $i_3$

$$W_3 = \frac{i_d}{i_3} = \frac{1}{T_3 p + 1}. \quad (17)$$

Она соответствует аperiodическому звену с постоянной времени

$$T_3 = \frac{\pi X^*}{2k_{pu} I_m} \delta \quad (18)$$

Следовательно, и переходные процессы носят аperiodический характер с постоянной времени  $T_3$  и не требуется традиционных средств коррекции в виде пропорционального или дифференцирующего звеньев в регуляторе. Как следует из (18), постоянная времени замкнутой системы тем выше, чем больше глубина расстройки  $\delta$ .

Рассматриваемая система проявляет определённую склонность к возбуждению

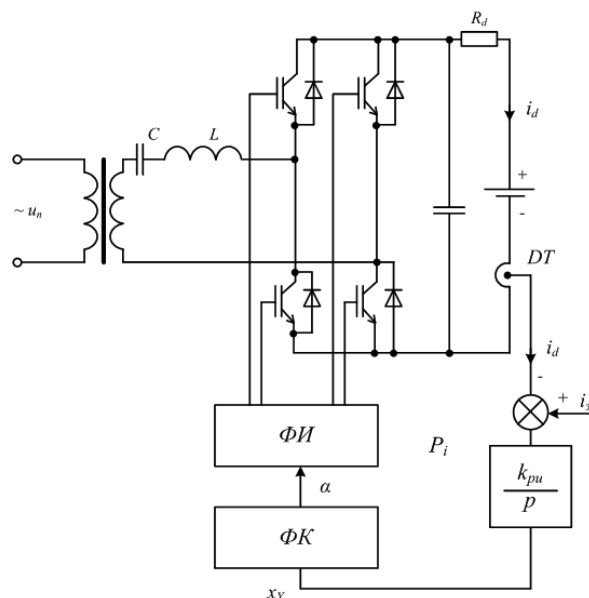


Рис. 4. Структурная схема системы регулирования:  $DT$  – датчик тока;  $P_i$  – регулятор тока;  $ФК$  – фазовый контроллер;  $ФИ$  – формирователь импульсов

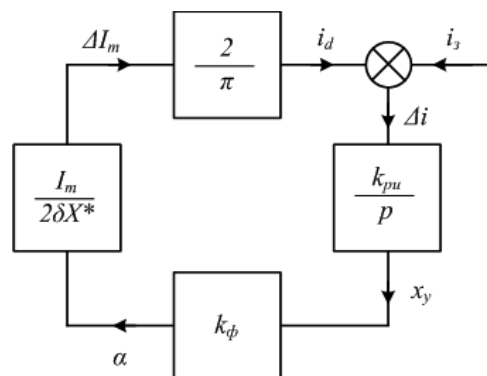


Рис. 5. Линеаризованная эквивалентная схема системы регулирования

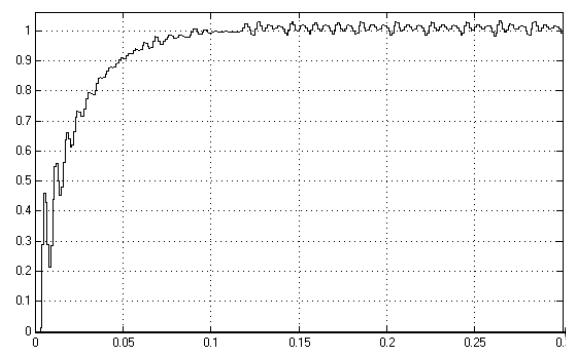


Рис. 6. Пульсации амплитуды входного тока с резонансной частотой

незатухающих автоколебаний с разностной частотой. На рис. 7 показана осциллограмма процесса пуска преобразователя с нулевых начальных условий при  $\delta=0,1$  и  $k_{pu}=30$  1/(А·сек). В установившемся режиме в выходном токе возбуждаются незатухающие разностные колебания с амплитудой около 5 % от постоянной составляющей. С той же относительной величиной пульсирует и амплитуда входного переменного тока.

Склонность к возникновению незатухающих разностных автоколебаний снижается при повышении глубины расстройки  $\delta$  и сопротивления  $R_d$ , которое играет роль демпфера. Для процесса на рис. 6 принималось  $\delta = 0,1$  и  $R_d^* = R_d/R_N = 0,05$ . При  $\delta = 0,2$  амплитуда колебаний снижается до 2,5 %.

Исходя, главным образом, из этого фактора, целесообразно принимать глубину расстройки  $\delta$  в пределах  $0,1-0,2$ . При дальнейшем увеличении  $\delta$  заметно возрастает установленная мощность элементов  $LC$  - фильтра.

Как показала работа на модели преобразователя, коэффициент усиления  $k_{pu}$  целесообразно принимать в пределах  $(10 - 30)$  1/(А·сек). Задаваясь величиной  $k_{pu}$  в указанных пределах, можно найти из (18) постоянную времени  $T_z$ , то есть оценить быстродействие системы.

## 7. Согласование уровней напряжения и поддержание малого коммутационного тока

Эта задача должна решаться с учетом возможного отклонения напряжения в распределительной сети переменного тока в пределах  $\pm 10$  %. Поскольку расстроенный  $LC$ -фильтр обладает индуктивным сопротивлением, то при этом меняются реактивный и связанный с ним коммутационный токи.

При решении этой задачи используем соотношения разд. 5 и векторную диаграмму рис. 1 б. Для этого необходимо создавать продольную составляющую напряжения  $\Delta U$  повышением в небольших пределах входного напряжения  $U_n'$  или понижением выходного напряжения  $u_d$ . Для полного устранения коммутационного тока, как уже указывалось в разд. 5, достаточно регулировать относительную амплитуду реактивного тока первой гармоники в пределах примерно до 0,5. Для этого требуется регулировать относительную амплитуду продольной составляющей напряжения на  $LC$ -фильтре  $\Delta U_m^*$  в пределах примерно от 0,15 до 0,2. Соответствующие осциллограммы входного напряжения и тока коммутатора показаны на рис. 7, при этом  $\Delta U_m^* = 0,18$ . Возможны два пути создания продольной составляющей напряжения:

- переключением секций вторичной обмотки согласующего трансформатора с помощью одно операционных тиристоров или симисторов;

- регулированием напряжения  $u_d$  путем введения дополнительного преобразователя в выходную цепь.

Проведенный анализ энергетических показателей преобразователей данного класса показал, что при использовании IGBT-модулей может быть достигнут коэффициент полезного действия порядка 99 %.

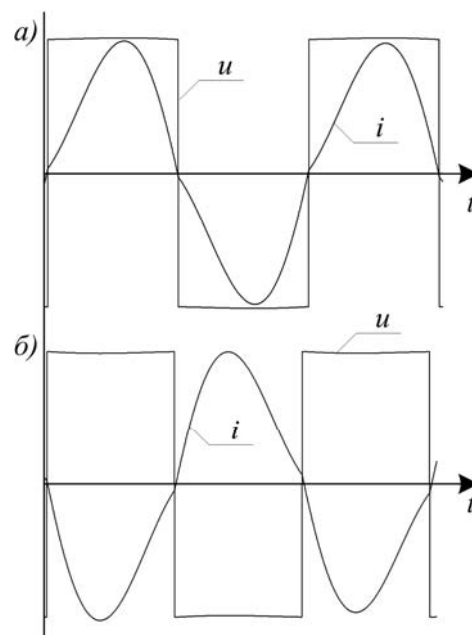


Рис. 7. Осциллограммы входного напряжения и тока коммутатора при коммутации в нулях тока: а – в выпрямительном режиме работы преобразователя; б – в инверторном режиме

### Выводы

1. Для двухстороннего обмена энергией между однофазной распределительной электросетью повышенной частоты и накопителем электрической энергии целесообразно использовать преобразователи с последовательным резонансным  $LC$ -фильтром на стороне переменного тока при работе запираемых полупроводниковых приборов в режиме мягкой коммутации в нулях тока повышенной частоты.

2. Для управления преобразователем предлагается использование резонансно-фазового способа, который состоит в симметричной расстройке резонанса  $LC$ -фильтра в сторону понижения его собственной частоты в сочетании с регулируемым фазовым сдвигом между питающим напряжением и входным напряжением коммутатора. Регулируемой величиной является ток накопителя.

3. Преобразователь как управляемый объект является колебательным звеном с частотой колебаний, равной разности между частотой сети и собственной частотой расстроенного  $LC$ -фильтра, но приближенно может быть заменен пропорциональным звеном с коэффициентом передачи, обратно пропорциональным глубине расстройки  $\delta$ .

4. В цепи обратной связи по току достаточно использовать чисто интегральный регулятор без дополнительной коррекции, что соответствует в замкнутой системе апериодическому звену с постоянной времени, пропорциональной глубине расстройки и обратно пропорциональной коэффициенту усиления регулятора.

5. Определенной проблемой является склонность к возникновению незатухающих автоколебаний малой амплитуды на разностной частоте. Амплитуда автоколебаний снижается при увеличении глубины расстройки и использовании естественного демпфирования, обусловленного активными потерями в системе электропередачи.

### Список использованной литературы

1. Сокол Е. И., Гончаров Ю. П., Ивахно В. В. и др. Применение однофазного переменного тока повышенной частоты в низковольтных распределительных сетях электроснабжения // Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України. Збірник наукових праць. Спеціальний випуск 2013 р. – Київ: Інститут електродинаміки НАН України, 2013. – С. 128–135
2. Huang A. FREEDM System: An All Power Electronics Smart Grid Architecture. NC State University.
3. Sabate J. A. et al. Analysis and design-optimization of LCC resonant inverter for high-frequency AC distributed power system // Industrial Electronics, IEEE Transactions on. – 1995. – Т. 42. – №. 1. – Р. 63–71
4. Sokol E.I.; Goncharov Yu.P.; Eresko A.V. et al. Rectifiers with a combined filtration of primary current for high-frequency power systems // Compatibility and Power Electronics (CPE), 2013 8th International Conference on , vol., no., P.P.316,319, 5–7 June 2013.

### References

1. Sokol E. I., Goncharov Yu. P., Ivahno V. V. et al. Application of single-phase high frequency AC in low voltage electric power supply distribution grids [Primenenie odnofaznogo peremennogo toka povyishennoy chastoty v nizkovoltnykh raspredelitelnykh setyakh elektrosnabzheniya] // Proceedings of the Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine. Collected papers. Special Issue 2013 – Kyiv Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine, 2013. – P. 128–135
2. Huang A. FREEDM System: An All Power Electronics Smart Grid Architecture. NC State University.
3. Sabate J. A. et al. Analysis and design-optimization of LCC resonant inverter for high-frequency AC distributed power system // Industrial Electronics, IEEE Transactions on. – 1995. – Т. 42. – №. 1. – Р. 63–71.
4. Sokol E. I.; Goncharov Yu. P.; Eresko A. V. et al. Rectifiers with a combined filtration of primary current for high-frequency power systems // Compatibility and Power Electronics (CPE), 2013 8th International Conference on , vol., no., p.p.316,319, 5–7 June 2013.

Поступила в редакцию 20.07 2014 г.